

AD-A039 141

FOREIGN TECHNOLOGY DIV WRIGHT-PATTERSON AFB OHIO
THE EFFECT OF LONGITUDINAL AND TRANSVERSE LOSSES ON THE TRANSIE--ETC(U)
OCT 76 G HELM, J PLONTKE

F/G 9/5

UNCLASSIFIED

NL

1 OF 1
AD
A039141



END

DATE
FILMED
5-77

AD-A039141

FTD-ID(RS)I-1524-76

0
NW

FOREIGN TECHNOLOGY DIVISION



THE EFFECT OF LONGITUDINAL AND TRANSVERSE LOSSES ON THE
TRANSIENT RESPONSE OF COAXIAL CABLE

by

G. Helm, J. Plontke



Approved for public release;
distribution unlimited.

EDITED TRANSLATION

FTD-ID(RS)I-1524-76

10 October 1976

FD-76-C-001194

CSI76146394

THE EFFECT OF LONGITUDINAL AND TRANSVERSE LOSSES
ON THE TRANSIENT RESPONSE OF COAXIAL CABLE

By: G. Helm, J. Plontke

English pages: 20

Source: Nachrichtentechnik Elektronik, Vol 25, Nr 3,
PP. 82-85.

Country of origin: East Germany

Translated by: Gale M. Weisenbarger

Requester: FTD/ETDP

Approved for public release; distribution unlimited.

THIS TRANSLATION IS A RENDITION OF THE ORIGINAL FOREIGN TEXT WITHOUT ANY ANALYTICAL OR EDITORIAL COMMENT. STATEMENTS OR THEORIES ADVOCATED OR IMPLIED ARE THOSE OF THE SOURCE AND DO NOT NECESSARILY REFLECT THE POSITION OR OPINION OF THE FOREIGN TECHNOLOGY DIVISION.

PREPARED BY:

TRANSLATION DIVISION
FOREIGN TECHNOLOGY DIVISION
WP-AFB, OHIO.

THE EFFECT OF LONGITUDINAL AND TRANSVERSE LOSSES ON THE TRANSIENT
RESPONSE OF COAXIAL CABLE

G. Helm, KDT and J. Plontke, Karl-Marx-Stadt

Report from the Section of Automation Technology of the College of
Science and Technology of Karl-Marx-Stadt

Descriptors: Theory of information transmission and oscillation
technology; signal transmission; transmission loss; transit time;
signal deformation; rise time; transmission function; step response,
coaxial cable.

The electrical line is a component of a signal transmission link
consisting of transmitter, line and receiver (Fig. 1). In every
actual line there are losses which cause a deformation of the pulse

edges during the transmission of digital signals. These losses are dependent on frequency and increase with increasing frequency.

For studying the effect of losses on the shape of the curve of digital signals the transient response of the voltage at the end of the coaxial cable in the interval $n \leq t \leq 3n$ is to be calculated taking into account the longitudinal and transverse losses.

1. THEORETICAL FOUNDATIONS

1.1. FUNDAMENTAL RELATIONSHIPS OF TRANSMISSION LINE THEORY Let the coaxial cable have the characteristic values Z, L, C, G and the connecting element between a voltage source $E(p)$ with the resistance R_1 and a terminating resistance R_2 in accordance with Fig. 2. With the simplification $R_1 = 0$ and $R_2 = \infty$ the following relationship results for the voltage at the end of the cable

$$(1) \quad U(l, p) = 2E \cdot \exp(-\gamma l)$$

which is valid in the interval $n \leq t \leq 3n$ (n transit time, γ propagation constant of the cable).

$$(2) \quad n = |L/G|$$

$$(3) \quad \gamma = \frac{1}{2} (Z' + pL') (G' + pC')$$

Since the shape of the curve of the voltage is determined by the high-frequency transient response of the line, there results through the use of series development

$$(4) \quad \frac{1}{1+x} = 1 - \frac{1}{2}x + \frac{1}{8}x^2 + \dots$$

for γ the high-frequency approximation

$$(5) \quad \gamma \approx p \sqrt{L'C'} \left(1 + \frac{Z'}{2pL'} + \frac{G'}{2pC'} \right)$$

In the case of step-form input energization

$$(6) \quad e(t) = E \cdot 1(t) \quad \bullet \quad E(p) = \frac{E}{p}$$

for the relationship

$$(7) \quad \begin{aligned} U(t, p) = 2E \cdot \frac{1}{p} \cdot \exp(-pt) \cdot \exp \\ \times \left(-\frac{Z'}{2} \cdot \sqrt{\frac{C'}{L'}} t \right) \cdot \exp \left(-\frac{G'}{2} \cdot \sqrt{\frac{L'}{C'}} t \right) \end{aligned}$$

the time function $u(t)$ is to be determined. The exponential expression $\exp(-pt)$ does not affect the shape of the curve, but

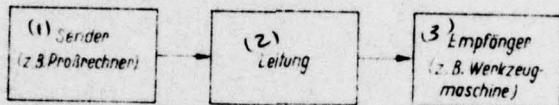


Fig. 1. Block diagram of a signal transmission link. ((KEY: 1) Transmitter, e.g., process computer; 2) Line; 3) Receiver, e.g., machine tool.))

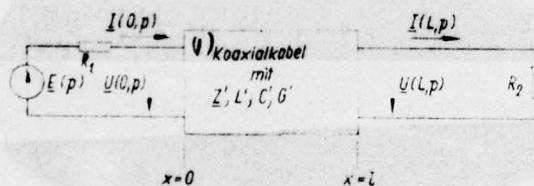


Fig. 2. Line as a connecting element between voltage sources and the terminal resistance. ((KEY: 1) Coaxial cable.))

represents the shift operator which indicates that the signal applied to the input at time $t = 0$ will be at the end of the line after transit time τ . The losses are represented in Eq. (7) by Z' (longitudinal losses) and G' (transverse losses). Therefore the frequency dependence of these values is to be given next.

1.2. FREQUENCY DEPENDENCE OF THE LONGITUDINAL RESISTANCE Z [1] [2]

As a result of the skin effect a complex longitudinal resistance appears in the case of a high-frequency current flow in the line. The complex longitudinal resistance Z' of the coaxial cable is composed of the complex resistances of the inner and outer conductors. For a coaxial cable with flexible conductors as in Fig. 3 after the introduction of the complex variable $p = j\omega$ the longitudinally related total resistance at high frequencies results to:

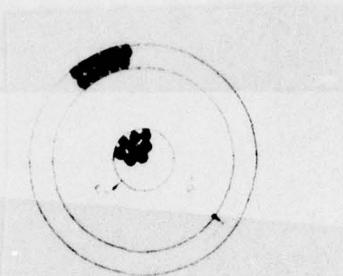
$$(8) \quad Z = \frac{1}{4} R_{10} + \frac{1}{2\pi} \cdot \left| \frac{\mu}{2} \left(\frac{1}{r_i j_i} - \frac{1}{r_o j_o} \right) \right| p$$

j_i and j_o are the copper factors of the inner and outer conductors. In the case of a conductor of solid material the appropriate space factor assumes the value 1. Both the real and imaginary parts of the total resistance Z increase proportionally with $\sqrt{\omega}$.

DOC = 76021448

PAGE

6



**Fig. 3. CROSS SECTION OF A COAXIAL CABLE WITH A FLEXIBLE INNER AND
OUTER CONDUCTOR.**

1.3. FREQUENCY DEPENDENCE OF TRANSVERSE CONDUCTANCE G^*

The transverse conductance G^* describes the losses of the dielectric. In this case according to [3] 2 sources of losses occur: losses through ohmic conductivity of the dielectric and losses through polarization of the molecules of the dielectric. Losses due to the ohmic conductivity of the dielectric are to be disregarded since the cables suited for pulse transmission contain polyethylene dielectric with a conductivity $\kappa < 10^{-12} (\Omega m)^{-1}$.

In the treatment of insulating material two groups are differentiated: polar and nonpolar insulating materials. In the case of the nonpolar insulating materials which include polyethylene, styroflex and teflon the points of concentration of positive and negative charges coincide. The "shift polarization" which occurs during the application of an electrical field takes place almost without inertia in the entire frequency range.

A measure for the losses is represented by the loss factor $\tan \delta$

(9)

$$\tan \delta = \frac{G^* (\omega)}{\omega C}$$

The frequency behavior of $\tan \delta$ depends not on the material itself, but on the manufacturing process so that a general statement is not possible. In [4] and [5] a constant $\tan \delta$ was assumed for the calculation. The transmission of ever higher frequencies requires that the $\tan \delta$ be as small as possible at high frequencies. Since the loss factor does not become zero even at low frequencies a constant $\tan \delta$ will be assumed for the following observations. The data given in [6] and [7] also correspond to this. Thus G' becomes

(10)

$$G' = \omega C' \cdot \tan \delta$$

It is to be derived from Eq. (10) that the transverse conductivity value G' referred to length increases in proportion with the frequency, i.e., that the transverse losses increase in proportion with the frequency. For most information transmission cables it is valid that in the range from 1 GHz to 10 GHz the losses through Z' become equal to the losses through G' . At frequencies over 10 GHz the transverse losses are predominant and under 1 GHz, the longitudinal losses.

2. TRANSIENT RESPONSE OF COAXIAL CABLE TAKING INTO ACCOUNT THE LONGITUDINAL AND TRANSVERSE LOSSES

By substitution of Eq. (8) and (10) in Eq. (7) there results,

without consideration of the shift operator, the relationship to be retransformed

$$(11) \quad U(t, p) = 2E \cdot \frac{1}{p} \cdot \exp(-a_1 t) \cdot \exp(-a_2 t/p) \cdot \exp(a_3 t/p)$$

which is valid in the interval $t \leq t \leq 3\eta$. Then

$$(12) \quad a_1 = \frac{R_{10}}{s} \sqrt{\frac{C}{L}}$$

$$(13) \quad a_2 = \frac{1}{4\pi} \cdot \left[\frac{\pi C}{2L} \cdot \frac{1}{r_1 f_1} + \frac{1}{r_2 f_2} \right]$$

$$(14) \quad a_3 = \frac{1}{2} \cdot \tan \delta \cdot \frac{1}{L/C}$$

An investigation is to be made of how the losses through G affect the shape of the curve of the output voltage and whether it is possible to advocate disregarding the effect of the transverse losses.

Eq. (11) is composed of the input signal and the product of three transmission factors. The transient response can thus be described by a signal flow diagram as in Fig. 4. In this case the frequency-independent attenuation $2 \exp(-a_1 t)$ effects no signal formation but only an amplitude change. The deformation of the input signal is caused by the 2nd and 3rd transfer elements.

DOC = 76011448

PAGE **10**

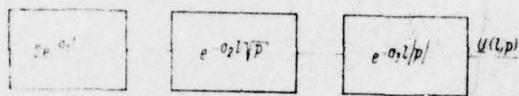


Fig. 4. Signal flow diagram for calculating the transient response.

The transformation of Eq. (11) into the time range is not completely possible using correspondences. An easily understandable method for obtaining $u(l, t)$ consists of separately determining the output signal for both cases $a_3 = 0$ and $a_1 = a_2 = 0$; finally one obtains $u(l, t)$ by using Duhamel's integral. The case $a_3 = 0$ indicates a disregarding of the transverse losses and the case $a_1 = a_2 = 0$ indicates a disregarding of the longitudinal losses.

2.1. DISREGARDING THE TRANSVERSE LOSSES

The disregarding of the transverse losses means that the dielectric is considered loss-free so that $\tan \delta = 0$. The retransformation of Eq. (11) with $a_3 = 0$ is possible through the use of correspondences from [8]. Thus the appropriate time functions result to

$$(15) \quad u_{LR}(l, t) = 2E \cdot \exp(-a_1 l) \cdot \left[1 - \operatorname{erf}\left(\frac{a_2 l}{2\sqrt{t}}\right) \right]$$

$\operatorname{erf}(z)$ represents the Gaussian distribution with the characteristics $\operatorname{erf}(0) = 0$ and $\lim_{z \rightarrow \infty} \operatorname{erf}(z) = 1$ dar. Fig. 5 shows the qualitative development of Eq. (15) with the parameter of line length.

$\rightarrow \infty$

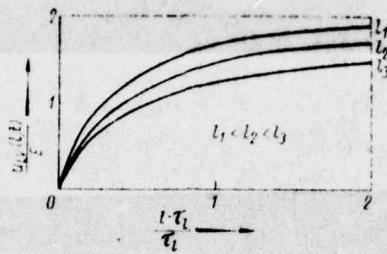


Fig. 5. Qualitative course of the output voltage of the coaxial cable taking into account the longitudinal losses and disregarding the transverse losses with the parameter of line length.

2.2. DISREGARDING THE LONGITUDINAL LOSSES

Disregarding of the longitudinal losses assumes an infinitely great conductivity of the inner and outer conductors. Thus a_1 and a_2 become zero. It is not possible to retransform Eq. (11) with $a_1 = a_2 = 0$ using the correspondences in [8]. According to [9] using the Fourier transformation the time function belonging to Eq. (11), taking into account the equal share, results to

$$(16) \quad u_{QR}(l, t) = 2E \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \cdot \arctan \frac{t}{a_3 l} \right)$$

Fig. 6 shows the qualitative course $u_{QR}(l, t)$. Eq. (16) cannot be technically checked since both types of losses appear simultaneously. One can, however, qualitatively prove the correctness of Eq. (16) through deliberation. At time $t = t_0$ the output signal jumps to the value E and then according to an arctan function it approaches the value $2E$. If the longitudinal losses are disregarded then the longitudinal resistance Z' becomes zero and the conductance G' lies parallel to C' . Since the calculations refer to an energy-free line all capacitors $G' dx$ are uncharged before switching on. An uncharged capacitor represents a short circuit at the moment of switching on. Since the conductance G' can maximumly become infinite while $C' dx$ at the moment of switching on represents a resistance of 0, at this point in time there is no deterioration of the cable properties

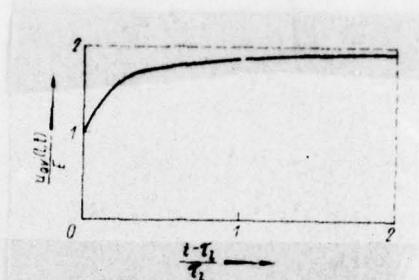


Fig. 6. Qualitative course of the output voltage of the coaxial cable taking into account the transverse losses and disregarding the longitudinal losses.

through G^* , i.e., at the moment of switching on the line with transverse losses behaves like a loss-free line. Since the voltage jumps at the beginning of the line there is also a jump at the end of the line after transit time T_1 . Following this jump the transverse losses take effect and cause deformation of the signal rise.

2.3. CONSIDERATION OF THE LONGITUDINAL AND TRANSVERSE LOSSES

The calculation of the output signal $u(z, t)$ taking into account the longitudinal and transverse losses is accomplished using Duhamel's integral theorem. It is used if the input value has a complicated temporal development and if one knows the output value for the special case that the input value is equal to the step function.

The point of departure for the considerations is Fig. 4. At the input a step function of height E is in effect. Following the 2nd transfer element the time function has a development in accordance with Eq. (15). For the 3rd transfer element the output value is known if a step function is in effect at the input. In the present case, however, the output voltage of the 2nd transfer element functions as the input voltage for the 3rd so that the output voltage of the 3rd transfer element can be calculated using Duhamel's integral theorem. The same result follows with the transposition of the transfer

elements in Fig. 4.

The calculation of the output voltage follows with the relationship

$$(17) \quad u(l, t) = \frac{1}{2E} \left[u_{QV}(l, 0) \cdot u_{LV}(l, t) + \int_0^t u_{LV}(l, \tau) \cdot \frac{du_{QV}(l, t-\tau)}{dt} \cdot d\tau \right]$$

The calculation takes a simple form if the integral in Eq. (17) is transformed into a summation representation. The integration variable τ is separated into subintervals $\Delta\tau$. The calculation of the integral takes place with the trapezoidal rule using the relationships

$$(18) \quad t = m \cdot \Delta t$$

and

$$(19) \quad t = n \cdot \Delta t$$

Thus

$$(20) \quad \begin{aligned} u(l, t) \approx & \frac{1}{2E} \left[u_{QR}(l, 0) \cdot u_{LR}(l, n \Delta t) + \sum_{m=0}^n u_{LR}(l, m \Delta t) \right. \\ & \times \frac{du_{QR}(l, n \Delta t - m \Delta t)}{d(n \Delta t)} \cdot \Delta t \\ & \left. - \frac{1}{2} u_{LR}(l, n \Delta t) \cdot \frac{du_{QR}(l, 0)}{d(n \Delta t)} \cdot \Delta t \right] \end{aligned}$$

The attainable accuracy depends on the length of the subinterval Δt .

2.4. OUTPUT SIGNAL OF THE CABLE 50-2-1

Using cable 50-2-1 of the VEB Cable Works, Vacha, an analytical study was made of the effect of longitudinal and transverse losses on transmittance with line lengths of $l = 1 \text{ m}$ and $l = 10 \text{ m}$. Fig. 7 shows the calculated curves taking both losses into account. The subintervals were chosen at $\Delta t = 1 \text{ ps}$ for $l = 10 \text{ m}$ and $\Delta t = 10 \text{ ps}$ for

The calculations took place up to 1% of the transit time, i.e., up to $0.01 \tau_p$. It can be derived from Fig. 7 that the curves taking into account the longitudinal and transverse losses initially show less rise than the curves in which only the longitudinal losses were taken into account. With increasing time t the curves according to Eq. (20) approach those of Eq. (15) since the transverse losses have no effect on the stationary final value.

2.5 CONCLUSIONS

Using the calculated curves several conclusions can be drawn for

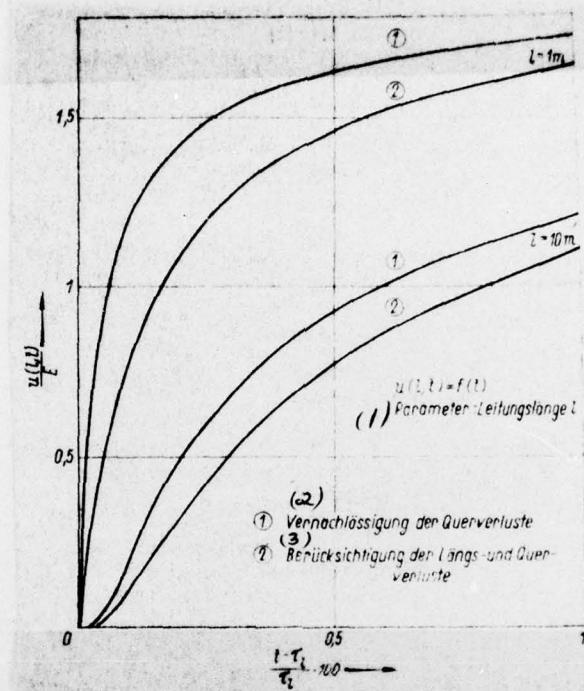


Fig. 7. Calculated courses of the output voltage for the cable 50-2-1. ((KEY: 1) Parameter: line length; 2) Disregarding of transverse losses; 3) taking into account longitudinal and transverse losses.

the handling of transverse losses:

1. The effect of transverse losses is always present.
2. The strength of the effect depends on the dielectric used and the geometry of the cable.
3. For testing it is not possible to separate the longitudinal and transverse losses as can be done in the computational treatment.
4. The transverse losses affect the course of the curve only near the source.
5. With oscilloscopes available at the present time it is not possible to physically check the calculated values.
6. The calculations were made for an ideal jump. With the appearance of even the smallest rise times (< 1 ns) the effect of the transverse losses is decreased due to the changed frequency composition of the controlled signal. Since with the control of the line by integrated circuits rise times of less than 1 ns cannot be expected in the near future, the contribution of transverse losses to signal deformation is to be disregarded.

7. Since the transverse losses affect the course of the curve only near the source, it is immaterial which approximation is used for tan δ (ω).

3. SUMMARY

The output signal of a coaxial cable is calculated approximately on the basis of transmission line theory and taking into account the longitudinal resistance Z and the conductance G' during the effect of a step function. The calculation takes place separately for longitudinal and transverse losses with the final use of Duhamel's integral theorem for taking both losses into account. The evaluation of Duhamel's integral is accomplished through a summation representation. The calculated courses of curves are given for the cable 50-2-1. Submitted 20 Sep 1973

LITERATURE

- [1] Kaden, H.: *Wirbelströme und Schirmung in der Nachrichtentechnik*. Berlin, Göttingen, Heidelberg: Springer-Verlag 1959.
- [2] Simonyi, K.: *Theoretische Elektrotechnik*, Berlin: VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften 1968.
- [3] Zinke, O.: *Widerstände, Kondensatoren, Spulen und ihre Werkstoffe*. Berlin, Heidelberg, New York: Springer-Verlag 1965.
- [4] Wigington, R. L.: The transient response of strip line. Thesis Master of Science (1959) University of Maryland.
- [5] Braunt, G.: Distortion of fast pulses in coaxial cables, numerical analysis and applications. CERN 65-10, MSC Division, 3 May 1965.
- [6] - : Information des Kombinats VEB Kabelwerk Oberspree (KWO), Kabelwerk Vacha vom 4. 8. 1969 an die TH Karl-Marx-Stadt, Sektion Automatisierungstechnik.
- [7] Bakhmann, G.: Kunststoffe in der Kabeltechnik. NTZ (1967) H. 1, S. 38 bis 43.
- [8] Wagner, K. W., und Thoma, A.: *Operatorenrechnung und Laplacesche Transformation*. 3. Aufl. Leipzig: J. A. Barth-Verlag 1902.
- [9] Oberhettinger, F.: *Tafeln zur Fourier-Transformation*. Berlin, Göttingen, Heidelberg: Springer-Verlag 1957.

Einfluß der Längs- und Querverluste auf das Übertragungsverhalten des Koaxialkabels

106RSJ1-1524-76

G. Helm, KDT, und J. Plontke, Karl-Marx-Stadt

Mitteilung aus der Sektion Automatisierungstechnik der TH Karl-Marx-Stadt

Deskriptoren: Theorie der Informationsübertragung und Schwingungstechnik; Signalübertragung; Übertragungsverlust; Laufzeit; Signalverformung; Flankenanstiegszeit; Übertragungsfunktion; Sprungantwort; Koaxialkabel

Die elektrische Leitung ist Bestandteil einer Signalübertragungsstrecke, bestehend aus Sender, Leitung und Empfänger (Bild 1). Bei jeder realen Leitung treten Verluste auf, die bei der Übertragung digitaler Signale eine Verformung der Impulskanten verursachen. Die Verluste sind frequenzabhängig und nehmen mit wachsender Frequenz zu.

Zur Untersuchung des Einflusses der Verluste auf die Kurvenform digitaler Signale soll der Zeitverlauf der Spannung am Ende des Koaxialkabels im Intervall $t_1 \leq t \leq 3t_1$ bei Berücksichtigung der Längs- und Querverluste berechnet werden.

1. Theoretische Grundlagen

1.1. Leistungstheoretische Grundbeziehungen

Das Koaxialkabel soll die Kenngrößen Z' , L' , C' , G' haben und das Verbindungselement zwischen einer Spannungsquelle $E(p)$ mit dem Widerstand R_1 und einem Abschlußwiderstand R_2 gemäß Bild 2 darstellen. Mit den Vereinfachungen $R_1 = 0$, $R_2 = \infty$ ergibt sich für die Spannung am Ende des Kabels die Beziehung

$$U(l, p) = 2E \cdot \exp(-\gamma l) \quad (1)$$

die im Intervall $t_1 \leq t \leq 3t_1$ gilt (t_1 Laufzeit, γ Fortpflanzungskonstante des Kabels).

$$\gamma = \sqrt{L' C'} \quad (2)$$

$$\gamma = \sqrt{(Z' + pL')(G' + pC')} \quad (3)$$

Da die Kurvenform der Spannung durch das hochfrequente Übertragungsverhalten der Leitung bestimmt wird, ergibt sich durch Anwendung der Reihenentwicklung

$$1 + \bar{x} = 1 + \frac{1}{2}x - \frac{1}{8}x^2 + \dots \quad (4)$$

für γ die hochfrequente Näherung

$$\gamma \approx p \sqrt{L' C'} \left(1 + \frac{Z'}{2pL'} + \frac{G'}{2pC'} \right) \quad (5)$$

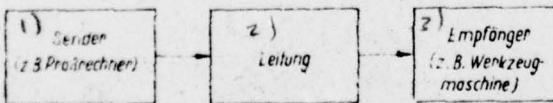


Bild 1. Blockschaltbild einer Signalübertragungsstrecke

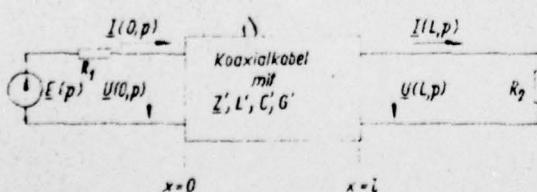


Bild 2. Leitung als Verbindungselement zwischen Spannungsquelle und Abschlußwiderstand

Bei sprungförmiger Eingangserregung

$$e(t) = E \cdot \mathbf{1}(t) \quad \bullet E(p) = \frac{E}{p} \quad (6)$$

ist damit für die Beziehung

$$U(l, p) = 2E \cdot \frac{1}{p} \cdot \exp(-p\gamma l) \cdot \exp \left(-\frac{Z'}{2} \cdot \sqrt{\frac{C'}{L'}} l \right) \cdot \exp \left(-\frac{G'}{2} \cdot \sqrt{\frac{L'}{C'}} l \right) \quad (7)$$

die Zeitfunktion $u(l, t)$ zu bestimmen. Der exponentielle Ausdruck $\exp(-p\gamma l)$ beeinflußt nicht die Kurvenform, sondern stellt den Verschiebeoperator dar, der angibt, daß das zur Zeit $t = 0$ auf den Eingang gegebene Signal nach der Laufzeit t_1 am Ende der Leitung wirksam wird. Die Verluste werden in Gl. (7) durch Z' (Längsverluste) und G' (Querverluste) dargestellt. Deshalb ist zunächst die Frequenzabhängigkeit dieser Größen anzugeben.

1.2. Frequenzabhängigkeit des Längswiderstands Z' [1] [2]

Durch das Wirken des Skineffekts tritt bei einem hochfrequenten Stromfluß im Leiter ein komplexer Längswiderstand auf. Der komplexe Längswiderstand Z' des Koaxialkabels setzt sich aus den komplexen Widerständen von Innen- und Außenleiter zusammen. Für ein Koaxialkabel mit flexiblen Leitern nach Bild 3 ergibt sich nach Einführung der komplexen Variablen $p = j\omega$ der langen, bezogene Gesamtwiderstand bei hohen Frequenzen:

$$Z' = \frac{1}{4} R_{i0} + \frac{1}{2} j\omega \left\{ \frac{1}{Z} \left[\frac{1}{r_i} \left(\frac{1}{j\omega} + \frac{1}{r_o} \right) + \frac{1}{p} \right] \right\} \quad (8)$$

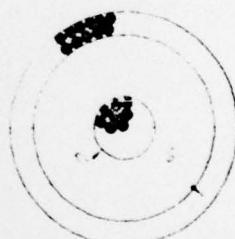


Bild 3. Querschnitt durch ein Koaxialkabel mit flexiblen Innen- und Außenleiter

j_i und j_a sind die Kupfertüpfelfaktoren von Innen- und Außenleiter. Bei einem Leiter aus Vollmaterial nimmt der zugehörige Füllfaktor den Wert 1 an. Sowohl Real- als auch Imaginärteil des Gesamtwiderstands Z' nehmen proportional mit $\sqrt{\omega}$ zu.

1.3. Frequenzabhängigkeit des Querleitwertes G'

Durch den Querleitwert G' werden die Verluste des Dielektrikums beschrieben. Dabei treten nach [3] 2 Verlustquellen auf: Verluste durch die ohmische Leitfähigkeit des Dielektrikums und Verluste durch die Polarisation der Moleküle des Dielektrikums. Die Verluste auf Grund der ohmischen Leitfähigkeit des Dielektrikums sollen vernachlässigt werden, da die zur Impulsübertragung geeigneten Kabel Polyäthylen-Dielektrikum mit einer Leitfähigkeit $\kappa < 10^{-12} (\Omega m)^{-1}$ enthalten.

Bei der Behandlung der Isolierstoffe werden 2 Gruppen unterschieden: polare und nichtpolare Isolierstoffe. Bei den

zu kippen, zu denen Polyäthylen, Styroflex und Teflon gehören, fallen die Schwerpunkte der positiven und der negativen Ladungen zusammen. Die beim Anlegen eines elektrischen Feldes auftretende „Verschiebungspolarisation“ erfolgt fast trägeheitslos im gesamten Frequenzbereich.

Ein Maß für die Verluste stellt der Verlustfaktor $\tan \delta$ dar:

$$\tan \delta = \frac{G' - G''}{G''} \quad (9)$$

Das Frequenzverhalten des $\tan \delta$ hängt nicht nur vom Material selbst, sondern auch vom Herstellungsprozeß ab, so daß eine allgemeine Aussage darüber nicht möglich ist. In [4] und [5] wurde für die Berechnung ein konstanter $\tan \delta$ zugrundegelegt. Die Übertragung immer höherer Frequenzen erfordert bei hohen Frequenzen einen möglichst geringen $\tan \delta$. Da der Verlustfaktor auch bei tiefen Frequenzen nicht zu 0 wird, soll für die folgenden Betrachtungen ein konstanter $\tan \delta$ angenommen werden. Dem entsprechen auch die Angaben in [6] und [7]. Damit wird G'' zu

$$G'' = erf \left(\frac{a_1 l}{\sqrt{2}} \right) \tan \delta \quad (10)$$

Gl. (10) ist zu entnehmen, daß der längenbezogene Querleitwert G'' proportional mit der Frequenz wächst, d.h., daß die Querverluste proportional mit der Frequenz wachsen. Für die meisten Kabel zur Informationsübertragung gilt, daß im Bereich von 1 GHz bis 10 GHz die Verluste durch Z' gleich den Verlusten durch G'' werden. Bei Frequenzen über 10 GHz überwiegen die Querverluste, bei Frequenzen unter 1 GHz die Längsverluste.

2. Übertragungsverhalten des Koaxialkabels bei Berücksichtigung der Längs- und Querverluste

Durch Einsetzen der Gl. (8) und (10) in Gl. (7) ergibt sich ohne Beachtung des Verschiebungsoperators als rückzutransformierende Beziehung

$$U(l, p) = 2E \cdot \frac{1}{p^2} \cdot \exp(-a_1 l) \cdot \exp(-a_2 l/p) \cdot \exp(a_3 l/p) \quad (11)$$

die im Intervall $\tau_L \leq l \leq 3\tau_L$ gilt. Damit bedeuten

$$a_1 = \frac{R_{\text{ext}}}{s} + \frac{C'}{L} \quad (12)$$

$$a_2 = \frac{1}{4\pi} \cdot \left\{ \frac{\mu C'}{s L} \cdot \frac{1}{r_i \cdot \tau_L} + \frac{1}{r_o \cdot \tau_L} \right\} \quad (13)$$

$$a_3 = \frac{1}{2} \cdot \tan \delta \cdot \frac{1}{L' C'} \quad (14)$$

Es ist zu untersuchen, wie sich die Verluste durch G'' auf die Kurvenform der Ausgangsspannung auswirken und ob es vertretbar ist, den Einfluß der Querverluste zu vernachlässigen.

Gl. (11) setzt sich aus dem Eingangssignal und aus dem Produkt von 3 Übertragungsfaktoren zusammen. Das Übertragungsverhalten kann demnach durch ein Signalflußbild nach Bild 4 beschrieben werden. Dabei bewirkt die frequenzunabhängige Dämpfung $2 \exp(-a_1 l)$ keine Signalformung, sondern nur eine Amplitudenänderung. Die Verformung des Eingangssignals wird durch das 2. und 3. Übertragungsglied bewirkt.

Die Transformation von Gl. (11) in den Zeitbereich ist mit Hilfe von Korrespondenzen nicht geschlossen möglich. Eine übersichtliche Methode zur Gewinnung von $u(l, t)$ besteht darin, das Ausgangssignal für die beiden Fälle $a_3 = 0$ und

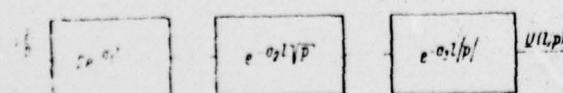


Diagramm 4: Signalflußbild zur Berechnung des Übertragungsverhaltens

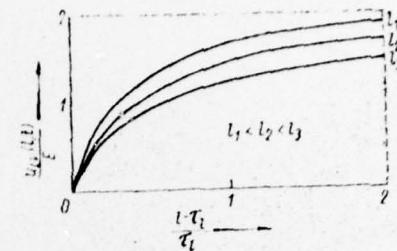


Bild 5: Qualitativer Verlauf der Ausgangsspannung des Koaxialkabels bei Berücksichtigung der Längsverluste und Vernachlässigung der Querverluste mit dem Parameter Leitungslänge

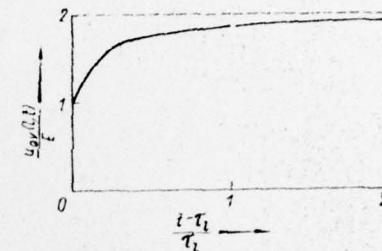


Bild 6: Qualitativer Verlauf der Ausgangsspannung des Koaxialkabels bei Berücksichtigung der Querverluste und Vernachlässigung der Längsverluste

$a_1 = a_2 = 0$ getrennt zu bestimmen; anschließend erhält man $u(l, t)$ durch Anwendung des Duhamelschen Integralsatzes. Der Fall $a_3 = 0$ bedeutet Vernachlässigung der Querverluste, der Fall $a_1 = a_2 = 0$ Vernachlässigung der Längsverluste.

2.1. Vernachlässigung der Querverluste

Die Vernachlässigung der Querverluste bedeutet, daß das Dielektrikum als verlustlos angenommen wird, so daß $\tan \delta = 0$ gilt. Die Rücktransformation von Gl. (11) bei $a_3 = 0$ ist durch Anwendung von Korrespondenzen aus [8] möglich. Damit ergibt sich die zugehörige Zeitfunktion zu

$$u_{LV}(l, t) = 2E \cdot \exp(-a_1 l) \cdot \left[1 - \text{erf} \left(\frac{a_2 l}{\sqrt{2}} \right) \right] \quad (15)$$

$\text{erf}(z)$ stellt die Gaußsche Fehlerfunktion mit den Eigenschaften $\text{erf}(0) = 0$ und $\lim_{z \rightarrow \infty} \text{erf}(z) = 1$ dar. Bild 5 zeigt den qualitativen Verlauf von Gl. (15) mit dem Parameter Leitungslänge.

2.2. Vernachlässigung der Längsverluste

Die Vernachlässigung der Längsverluste bedeutet, daß eine unendlich große Leitfähigkeit des Innen- und Außenleiters angenommen wird. Damit werden a_1 und a_2 zu 0. Die Rücktransformation von Gl. (11) bei $a_1 = a_2 = 0$ ist durch Anwendung der Korrespondenzen in [8] nicht möglich. Nach [9] ergibt sich über die Fourier-Transformation die zu Gl. (11) gehörende Zeitfunktion bei Beachtung des Gleichanteils zu

$$u_{QV}(l, t) = 2E \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \cdot \text{arctan} \frac{l}{a_3 l} \right) \quad (16)$$

Bild 6 zeigt den qualitativen Verlauf $u_{QV}(l, t)$. Gl. (16) läßt sich technisch nicht nachprüfen, da stets beide Arten von Verlusten gleichzeitig auftreten. Durch eine Überlegung kann man jedoch die Richtigkeit von Gl. (16) qualitativ nachweisen. Das Ausgangssignal springt zur Zeit $t = \tau_L$ auf den Wert E und nähert sich dann nach einer arctan-Funktion dem Wert $2E$. Bei Vernachlässigung der Längsverluste wird der Längswiderstand Z' zu 0, und der Leitwert G' liegt parallel zu C' . Da sich die Berechnungen auf eine energielose Leitung beziehen, sind alle Kapazitäten $C'dx$ vor dem Einschalten ungeladen. Eine ungeladene Kapazität stellt im Einschaltmoment einen Kurzschluß dar. Da der Leitwert G'

maximal unendlich werden kann, während $C'dz$ im Schaltmoment einen Widerstand der Größe 0 darstellt, findet zu diesem Zeitpunkt keine Verschlechterung der Kableigenschaften durch G' statt, d.h., im Einschaltmoment wirkt die Leitung mit Querverlusten wie die verlustlose Leitung. Da die Spannung am Anfang der Leitung springt, findet nach der Laufzeit τ_L auch am Ende der Leitung ein Sprung statt. Nach diesem Sprung setzt die Wirkung der Querverluste ein, die eine Verformung des Signalanstiegs verursachen.

2.3. Berücksichtigung der Längs- und der Querverluste

Die Berechnung des Ausgangssignals $u(l, t)$ bei Berücksichtigung der Längs- und der Querverluste erfolgt durch Anwendung des Duhamelschen Integralsatzes. Er wird benutzt, wenn die Eingangsgröße einen komplizierten zeitlichen Verlauf hat und wenn man die Ausgangsgröße für den Spezialfall kennt, daß die Eingangsgröße gleich der Sprungfunktion ist.

Ausgangspunkt für die Betrachtungen ist Bild 4. Am Eingang wirkt eine Sprungfunktion der Höhe E . Nach dem 2. Übertragungsglied hat die Zeits Funktion einen Verlauf nach Gl. (15). Für das 3. Übertragungsglied ist die Ausgangsgröße bekannt, wenn am Eingang eine Sprungfunktion wirkt. Als Eingangsspannung für das 3. Übertragungsglied fungiert aber im vorliegenden Fall die Ausgangsspannung des 2., so daß die Ausgangsspannung des 3. Übertragungsgliedes mit Hilfe des Duhamelschen Integralsatzes berechnet werden kann. Das gleiche Ergebnis folgt auch bei Vertauschen der Übertragungsglieder im Bild 4.

Die Berechnung der Ausgangsspannung erfolgt mit der Beziehung

$$u(l, t) = \frac{1}{2E} \left[u_{QV}(l, 0) \cdot u_{LV}(l, t) + \int_0^t u_{LV}(l, \tau) \cdot \frac{du_{QV}(l, t-\tau)}{d\tau} d\tau \right] \quad (17)$$

Die Berechnung gestaltet sich einfach, wenn das Integral in Gl. (17) in eine Summendarstellung umgeformt wird. Die Integrationsvariable τ wird in Teilintervalle $\Delta\tau$ zerlegt. Unter Benutzung der Beziehungen

$$\tau = m \cdot \Delta\tau \quad (18)$$

und

$$t = n \cdot \Delta\tau \quad (19)$$

und mit der Trapezregel erfolgt die Berechnung des Integrals. Damit wird

$$u(l, t) \approx \frac{1}{2E} \left[u_{QV}(l, 0) \cdot u_{LV}(l, n \Delta\tau) + \sum_{m=0}^n u_{LV}(l, m \Delta\tau) \times \frac{du_{QV}(l, n \Delta\tau - m \Delta\tau)}{d(n \Delta\tau)} \cdot \Delta\tau - \frac{1}{2} u_{LV}(l, n \Delta\tau) \cdot \frac{du_{QV}(l, 0)}{d(n \Delta\tau)} \cdot \Delta\tau \right] \quad (20)$$

Die erreichbare Genauigkeit hängt von der Länge des Teilintervalls $\Delta\tau$ ab.

2.4. Ausgangssignal des Kabels 50-2-1

Beim Kabel 50-2-1 des VEB Kabelwerk Vacha wurde der Einfluß der Längs- und Querverluste auf die Übertragungsfunktion bei Leitungslängen $l = 1 \text{ m}$ und $l = 10 \text{ m}$ analytisch untersucht. Bild 7 zeigt die berechneten Kurven bei Berücksichtigung der Längsverluste und bei Berücksichtigung beider Verluste. Die Teilintervalle wurden bei $l = 1 \text{ m}$ zu $\Delta\tau = 1 \text{ ps}$ und bei $l = 10 \text{ m}$ zu $\Delta\tau = 10 \text{ ps}$ gewählt. Die Berechnungen erfolgten bis zu 1% der Laufzeit, d.h. bis zu $0,01 \tau_L$. Bild 7 ist zu entnehmen, daß die Kurve bei Berücksichtigung der Längs- und der Querverluste im Ursprung einen geringeren Anstieg aufweisen als die Kurven, bei denen nur die Längsverluste berücksichtigt wurden. Mit wachsender

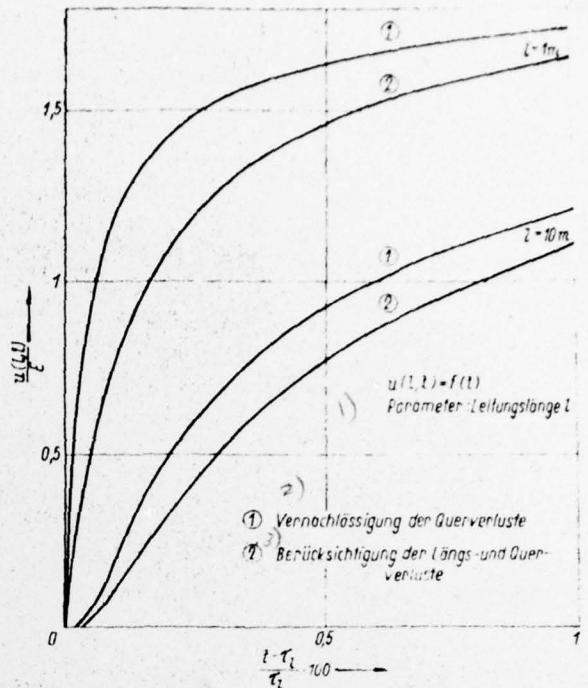


Bild 7. Berechnete Verläufe der Ausgangsspannung für das Kabel 50-2-1

Zeit t nähern sich die Kurven nach Gl. (20) denen nach Gl. (15), da die Querverluste keinen Einfluß auf den stationären Endwert ausüben.

2.5. Schlußfolgerungen

An Hand der berechneten Kurven lassen sich mehrere Schlußfolgerungen für die Behandlung der Querverluste ziehen:

1. Der Einfluß der Querverluste ist immer vorhanden
2. Die Stärke des Einflusses richtet sich nach dem verwendeten Dielektrikum und nach der Kabelform
3. Für die meßtechnische Behandlung ist eine Trennung der Längs- und der Querverluste wie bei der rechnerischen Behandlung nicht möglich
4. Die Querverluste beeinflussen den Kurvenverlauf nur in der Nähe des Ursprungs
5. Mit den derzeit zur Verfügung stehenden Oszilloskopen ist eine meßtechnische Überprüfung der berechneten Werte nicht möglich
6. Die Berechnungen wurden für einen idealen Sprung durchgeführt. Bereits beim Auftreten kleinsten Anstiegszeiten ($< 1 \text{ ns}$) verringert sich der Einfluß der Querverluste wegen der veränderten Frequenzzusammensetzung des ansteuernden Signals. Da bei Ansteuerung der Leitung durch integrierte Schaltkreise in nächster Zeit Anstiegszeiten unter 1 ns nicht zu erwarten sind, ist der Anteil der Querverluste an der Signalverformung zu vernachlässigen.
7. Da die Querverluste den Kurvenverlauf nur in der Nähe des Ursprungs beeinflussen, ist es gleichgültig, welche Näherung für $\tan \delta(\omega)$ verwendet wird.

3. Zusammenfassung

Das Ausgangssignal eines Koaxialkabels wird, ausgehend von den leitungstheoretischen Grundlagen bei Berücksichtigung des Längswiderstands Z' und des Leitwerts G' beim Wirken einer Sprungfunktion näherungsweise berechnet. Die Berechnung erfolgt für Längs- und Querverluste getrennt mit anschließender Anwendung des Duhamelschen Integralsatzes zur Berücksichtigung beider Verluste. Die Auswertung des

Fortsetzung Seite 85

Zum dynamischen Verhalten homogener, verlustloser, elektromagnetisch gekoppelter Leitungen bei nichtlinearen Abschlüssen

E. Drechsler, KDT, Dresden

Mitteilung aus dem VEB Kombinat Robotron, Dresden

Deskriptoren: **Drähte, Leitungen, Kabel und Zubehör**; dynamisches Verhalten: gekoppelte Leitungen, homogen, verlustlos; nichtlinearer Abschluß; Berechnung der Spannungen

Das dynamische Verhalten gekoppelter Leitungen interessiert auf vielen Gebieten der Elektrotechnik. Besonders in schnellen elektronischen Rechnern muß man es für die theoretische Klärung elektrischer Probleme kennen. Hier sind jedoch die Abschlüsse meist nichtlinear. Der vorliegende Beitrag beschäftigt sich deshalb mit einem Verfahren, das die Berechnung der Spannungen von 2 gekoppelten Leitungen in Abhängigkeit von Ort und Zeit auch bei nichtlinearen Abschlüssen gestattet.

1. Leitungssystem, Abschlüsse

Bild 1 zeigt die Gesamtanordnung aus 2 elektromagnetisch gekoppelten, homogenen, verlustlosen Leitungen und Abschlüssen, die algebraische Strom-Spannungs-Beziehungen (linear oder nichtlinear, ohmisch) haben sollen, sowie die Ersatzschaltung des differentiellen Elements des Leitungssystems. Für die folgenden Betrachtungen ist es sinnvoll, variable linksbündige Indizes mit fester Reihenfolge $A B E$ einzuführen. A ist dabei der Index der Leitung. Nach Bild 1 hat die obere Leitung den Index 1, die untere den Index 2. Falls $A = 1, 2$ ist, soll $\bar{A} = 2, 1$ sein. B ist der Index des Abschlusses. Bei Wellen gibt er den Ort des Entstehens an.

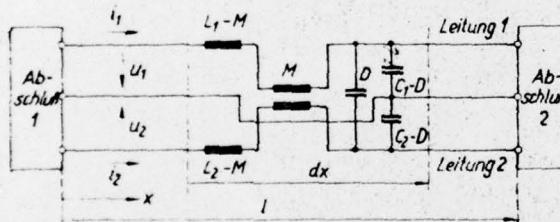


Bild 1. Leitungssystem, Abschlüsse

Fortsetzung von Seite 84

Duhamelschen Integrals geschieht über die Summendarstellung. Für das Kabel 50-2-1 werden berechnete Kurvenverläufe angegeben.

Eingegangen am 20. September 1973

NaA 7231

Literatur

- [1] Kuden, H.: *Wirbelströme und Schirmung in der Nachrichtentechnik*. Berlin, Göttingen, Heidelberg: Springer-Verlag 1959.
- [2] Simonyi, K.: *Theoretische Elektrotechnik*, Berlin: VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften 1968.
- [3] Zinke, O.: *Widerstände, Kondensatoren, Spulen und ihre Werkstoffe*. Berlin, Heidelberg, New York: Springer-Verlag 1965.
- [4] Wigington, R. L.: *The transient response of strip line*. Thesis Master of Science (1959) University of Maryland.
- [5] Brianti, G.: *Distortion of fast pulses in coaxial cables, numerical analysis and applications*. CERN 65-10, MSC Division, 3 May 1965.
- [6] - : Information des Kombinats VEB Kabelwerk Oberspree (KWO), Kabelwerk Vacha vom 4. 8. 1969 an die TH Karl-Marx-Stadt, Sektion Automatisierungstechnik.
- [7] Buhmann, G.: *Kunststoffe in der Kabeltechnik*. NTZ (1967) H. 1, S. 38 bis 43.
- [8] Wagner, K. W., und Thoma, A.: *Operatorenrechnung und Laplacesche Transformation*. 3. Aufl. Leipzig: J. A. Barth-Verlag 1962.
- [9] Überholzinger, F.: *Tafeln zur Fourier-Transformation*. Berlin, Göttingen, Heidelberg: Springer-Verlag 1957.

Nach Bild 1 hat der linke Abschluß ($x = 0$) den Index 1, der rechte ($x = l$) den Index 2. Falls $B = 1, 2$ ist, soll $\bar{B} = 2, 1$ sein. E ist der Index der Zeit. Er gibt die Zeit des Entstehens von Wellen, normiert auf die Laufzeit, für die Länge l an: $E = 0, 1, 2, 3 \dots \infty$.

2. Differentialgleichungssystem

Aus Bild 1 folgt das System partieller Differentialgleichungen in Operatorform:

$$\begin{aligned} -u_1' &= +sL_1 i_1 + sM i_2 \\ -u_2' &= +sM i_1 + sL_2 i_2 \\ -i_1' &= +sC_1 u_1 - sD u_2 \\ -i_2' &= -sD u_1 + sC_2 u_2 \end{aligned} \quad (1)$$

Auf Grund des Zusammenhangs zwischen elektrischem und magnetischem Feld gelten bei homogenem Dielektrikum die folgenden Gleichungen als Zusatzbedingung zu Gl. (1) (z. B. [3]):

$$\begin{aligned} \frac{D}{C_2} &= \frac{M}{L_1} \\ \frac{D}{C_1} &= \frac{M}{L_2} \end{aligned} \quad (2)$$

3. Allgemeine Lösung

Die allgemeine Lösung des DGL-Systems (1) mit der Zusatzbedingung nach Gl. (2) kann nun nach bekannten Methoden berechnet werden (z. B. [1] [2]):

$$\begin{aligned} u_1 &= +v_{11} e^{-sTx} \\ &+ v_{12} e^{+sTx} \\ u_2 &= +v_{21} e^{-sTx} \\ &+ v_{22} e^{+sTx} \\ i_1 &= +(Y_1 v_{11} - Y_k v_{21}) e^{-sTx} \\ &- (Y_1 v_{12} - Y_k v_{22}) e^{+sTx} \\ i_2 &= +(Y_2 v_{21} - Y_k v_{11}) e^{-sTx} \\ &- (Y_2 v_{22} - Y_k v_{12}) e^{+sTx} \end{aligned} \quad (3)$$

mit

$$\begin{aligned} T &= |L_1 C_1 - M D| = |L_2 C_2 - M D| \\ Y_1 &= \frac{C_1}{T} \\ Y_2 &= \frac{C_2}{T} \\ Y_k &= \frac{D}{T} \end{aligned} \quad (4)$$

Die Größen $v_{11}, v_{12}, v_{21}, v_{22}$ sind dabei Konstanten bezüglich x , sonst aber in der allgemeinen Lösung frei wählbar. Erst durch die Zusammenschaltung des Leitungssystems mit den Abschlüssen werden sie bestimmt. Die allgemeine Lösung wird dann zur partikulären Lösung.

Aus der allgemeinen Lösung nach Gl. (3) mit Gl. (4) gehen folgende Gesetzmäßigkeiten hervor:

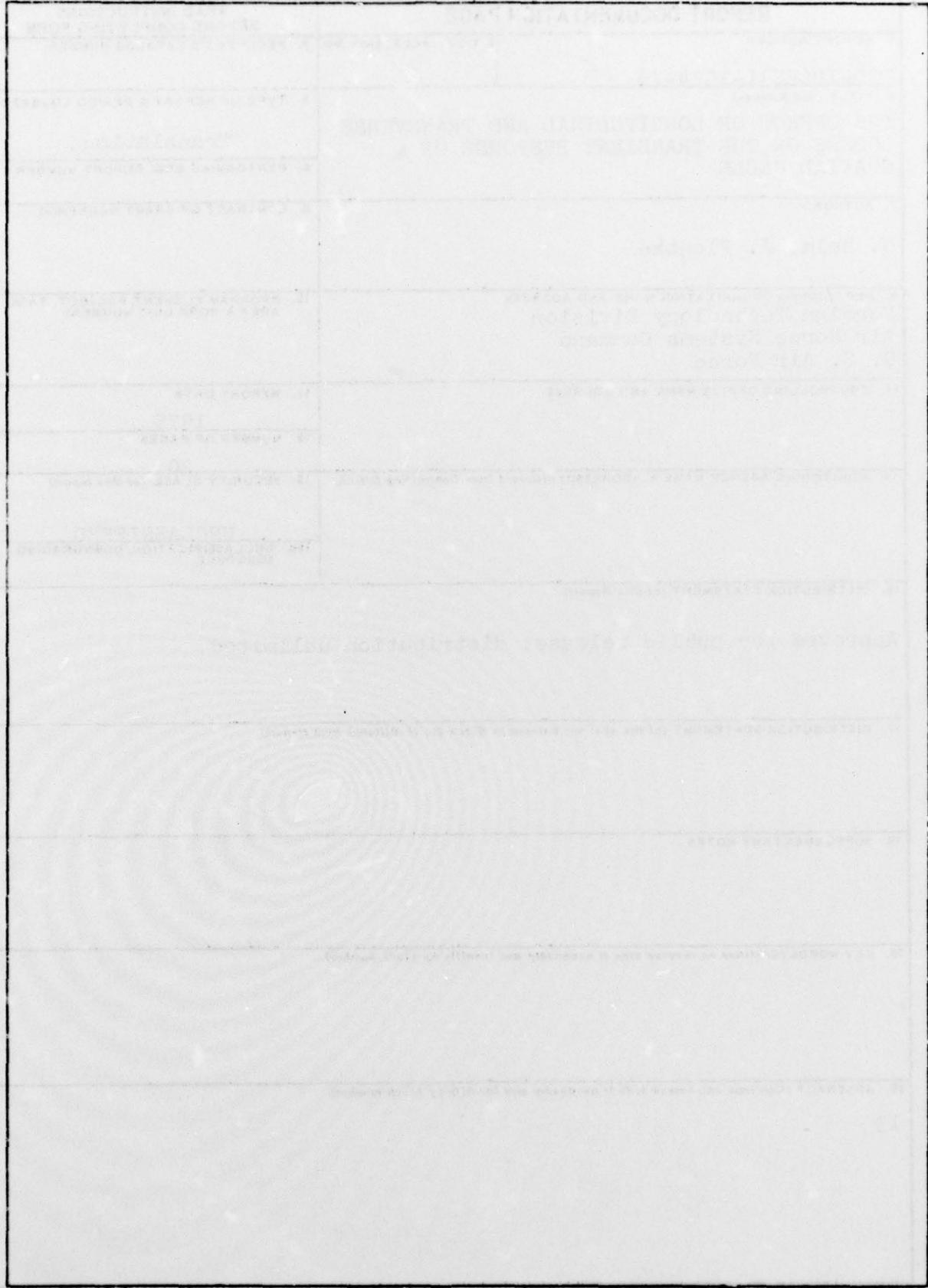
- Längs der Leitungen findet Wellenausbreitung statt. Die Glieder mit e^{-sTx} stellen die Gesamtheit der Wellen dar, die in x -Richtung laufen, die Glieder mit e^{+sTx} die Gesamtheit der Wellen, die entgegen der x -Richtung laufen.
- Die Ausbreitungsgeschwindigkeit aller Wellen ist $1/T$.
- Die Wellen werden längs der Leitungen nicht verändert.

UNCLASSIFIED

SECURITY CLASSIFICATION OF THIS PAGE (When Data Entered)

REPORT DOCUMENTATION PAGE		READ INSTRUCTIONS BEFORE COMPLETING FORM
1. REPORT NUMBER FTD-ID(RS)I-1524-76 ✓	2. GOVT ACCESSION NO.	3. RECIPIENT'S CATALOG NUMBER
4. TITLE (and Subtitle) THE EFFECT OF LONGITUDINAL AND TRANSVERSE LOSSES ON THE TRANSIENT RESPONSE OF COAXIAL CABLE		5. TYPE OF REPORT & PERIOD COVERED Translation
7. AUTHOR(s) G. Helm, J. Plontke		6. PERFORMING ORG. REPORT NUMBER
9. PERFORMING ORGANIZATION NAME AND ADDRESS Foreign Technology Division Air Force Systems Command U. S. Air Force		10. PROGRAM ELEMENT, PROJECT, TASK AREA & WORK UNIT NUMBERS
11. CONTROLLING OFFICE NAME AND ADDRESS		12. REPORT DATE 1975
14. MONITORING AGENCY NAME & ADDRESS (if different from Controlling Office)		13. NUMBER OF PAGES 20
16. DISTRIBUTION STATEMENT (of this Report)		15. SECURITY CLASS. (of this report) UNCLASSIFIED
17. DISTRIBUTION STATEMENT (of the abstract entered in Block 20, if different from Report)		15a. DECLASSIFICATION/DOWNGRADING SCHEDULE
18. SUPPLEMENTARY NOTES		
19. KEY WORDS (Continue on reverse side if necessary and identify by block number)		
20. ABSTRACT (Continue on reverse side if necessary and identify by block number) 13		

SECURITY CLASSIFICATION OF THIS PAGE(When Data Entered)



SECURITY CLASSIFICATION OF THIS PAGE(When Data Entered)